



Estimation des paramètres d'un moteur pas-à-pas sans capteur mécanique

Romain Delpoux, Marc Bodson, Thierry Floquet

► To cite this version:

Romain Delpoux, Marc Bodson, Thierry Floquet. Estimation des paramètres d'un moteur pas-à-pas sans capteur mécanique. Conférence Internationale Francophone d'Automatique, Jul 2012, Grenoble, France. hal-00686350

HAL Id: hal-00686350

<https://inria.hal.science/hal-00686350>

Submitted on 10 Apr 2012

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Estimation des paramètres d'un moteur pas-à-pas sans capteur mécanique [★]

R. Delpoux^{*,**} M. Bodson^{***} T. Floquet^{*,**}

^{*} LAGIS (CNRS FRE 3303), Ecole Centrale de Lille, 59651 Villeneuve d'Ascq cedex, France (e-mail : romain.delpoux@ec-lille.fr, thierry.floquet@ec-lille.fr).

^{**} Projet Non-A, INRIA, Lille Nord Europe, France

^{***} PEARL, Department of Electrical and Computer Engineering, University of Utah, Salt Lake City, UT 84112, USA (e-mail : bodson@eng.utah.edu)

Résumé : Le papier présente une méthode d'identification sans capteurs des paramètres de moteurs pas-à-pas à aimant permanent. La mesure des variables électriques est supposée disponible, mais on s'affranchit de l'utilisation de capteurs mécaniques (position et vitesse). Les données sont obtenues avec une commande de tension en boucle ouverte à différentes vitesses, et en utilisant un référentiel qui présente des avantages similaires au référentiel d-q standard, sans la nécessité d'un capteur de position. La méthode exploite attentivement des expressions linéaires par rapport aux paramètres et un algorithme de moindres carrés. Dans un cas, la sur-paramétrisation est résolue en utilisant la théorie de l'élimination. En général, les paramètres identifiés expérimentalement en utilisant cette méthode se trouvent être très proches de ceux obtenus avec les capteurs de position et de vitesse. L'approche est aussi potentiellement applicable à d'autres types de moteurs synchrones.

Mots Clés : Moteurs pas à pas à aimant permanent, moteur synchrones, systèmes sans capteurs, identification de paramètres, théorie de l'élimination.

1. INTRODUCTION

Les moteurs pas-à-pas à aimants permanents (PMSMs) sont largement utilisés dans l'industrie pour le contrôle de position, en particulier dans les applications de fabrication. Les PMSMs sont plus robustes que les moteurs à courant continu et produisent un couple élevé. Ils sont couramment contrôlés en boucle ouverte, malgré les limites potentielles de synchronisme dues aux résonances et aux trajectoires avec de fortes accélérations. Ces problèmes peuvent être résolus en utilisant une commande en boucle fermée avec des capteurs de position suffisamment précis. Récemment, des recherches ont porté sur la possibilité d'atteindre de telles performances de commandes en boucle fermée en utilisant des systèmes sans capteur. Dans ce cas, sans capteur se réfère à des systèmes qui n'ont pas de capteurs de position, alors que les mesures de courants sont encore supposées être disponibles.

Les capteurs de courants permettent de reconstruire la position du rotor grâce à la force électromotrice à vitesse non nulle : Fiter et al. [2010], Johnson et al. [1999] et Schroedl [2004]. Afin que de telles méthodes fonctionnent correctement, le modèle du moteur et ses paramètres doivent être connus, ce qui ramène au premier plan la question

de l'identification des paramètres sans capteur de position ou de vitesse. L'estimation des paramètres du PMSM, étudiée par exemple dans Blaich et al. [1993], utilise les informations sur la position du moteur. L'identification sans capteur de position est appliquée en utilisant des signaux spéciaux à l'arrêt ou sous des conditions de charges dans Nee et al. [2000], mais seulement pour l'identification des réactances d et q . D'autres méthodes d'identification des paramètres en ligne sont décrites dans Bolognani et al. [1997], qui ne fournit que des résultats en simulation et Lee et al. [2004], où seule la résistance du stator et la constant de couple sont identifiées. Dans Ichikawa et al. [2004], Yoshimi et al. [2010], l'identification des paramètres est réalisée dans le référentiel $d-q$, alors que la position nécessaire pour la transformation $d-q$ est estimée en utilisant les paramètres identifiés. Ce type de structure peut être efficace en pratique, mais les garanties de stabilité et de convergence sont absentes, parce que l'estimation dépend de la position estimée et vice-versa.

Ce papier présente une méthode d'identification des paramètres du PMSM sans capteur de position ni de vitesse. En comparaison avec les approches existantes, cette méthode a l'avantage d'identifier tous les paramètres électriques ainsi que mécaniques et d'utiliser des algorithmes d'identifications qui garantissent la convergence. Les résultats sont validés avec des données expérimentales, et comparés aux résultats utilisant des capteurs avec des méthodes similaires. Une autre contribution de ce papier est l'utilisation d'un référentiel de référence qui est avan-

[★]. Ce travail est supporté par le Ministère des études supérieures et de la Recherche, le Conseil Régional du Nord-Pas-De-Calais et FEDER par le biais du "Contrat de Projets Etat Region (CPER) 2007-2013". Marc Bodson remercie le soutien de École Centrale de Lille par le biais d'une invitation en tant que professeur invité.

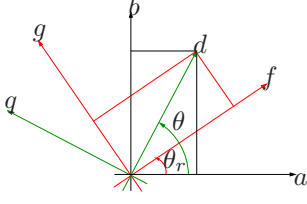


FIGURE 1. Transformation des variables dans les différents repères.

tageux pour les applications sans capteur. Ce repère est similaire au repère utilisé dans Zheng et al. [2007] mais exploité de manière différente. Les expériences ont été réalisées en utilisant un banc d'essai disponible au LAGIS à l'École Centrale de Lille. L'article est divisé en trois parties. La partie 2 présente le modèle du PMSM dans trois différents repères. Dans la partie 3, une procédure d'identification est développée pour des systèmes avec capteurs de position et de vitesse, et est testée expérimentalement. La dernière section présente la nouvelle méthode et les résultats obtenus expérimentalement.

2. MODÈLE DU PMSM

Dans cette partie le modèle du PMSM est présenté dans trois repères différents, y compris le nouveau repère qui est particulièrement utile pour les applications sans capteur. Les axes des différents repères sont présentés Fig. 1.

2.1 Modèle dans le repère fixe ($a - b$)

Les équations (1) donnent le modèle standard du PMSM dans les variables de phases (ou enroulements)

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = v_a - Ri_a + K\Omega \sin(N\theta) \\ L \frac{di_b}{dt} = v_b - Ri_b - K\Omega \cos(N\theta) \\ J \frac{d\Omega}{dt} = K(i_b \cos(N\theta) - i_a \sin(N\theta)) - f_v \Omega - C_r \operatorname{sgn}(\Omega) \end{cases} \quad (1)$$

où v_a , v_b et i_a , i_b sont les tensions et les courants appliqués aux deux phases, L et R sont l'inductance et la résistance de l'enroulement d'une phase, K est la constante de force contre-électromotrice (et aussi la constante de couple), θ et $\Omega = d\theta/dt$ sont la position et la vitesse angulaire du rotor, N est le nombre de paires de pôles (ou les dents du rotor), J est le moment d'inertie du rotor (y compris la charge), f_v est le coefficient de frottement visqueux et C_r est le coefficient de friction de Coulomb.

2.2 Modèle dans le repère tournant ($d - q$)

Ce modèle est obtenu en appliquant la transformée de Park aux variables électriques du repère fixe $a - b$.

$$[i_d, i_q]^T = M_p [i_a, i_b]^T \quad (2)$$

$$[v_d, v_q]^T = M_p [v_a, v_b]^T \quad (3)$$

où

$$M_p = \begin{bmatrix} \cos(N\theta) & \sin(N\theta) \\ -\sin(N\theta) & \cos(N\theta) \end{bmatrix} \quad (4)$$

En utilisant ce changement de coordonnées, le système (1) est mis sous la forme du modèle appelé $d - q$

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = v_d - Ri_d + NL\Omega i_q \\ L \frac{di_q}{dt} = v_q - Ri_q - NL\Omega i_d - K\Omega \\ J \frac{d\Omega}{dt} = Ki_q - f_v \Omega - C_r \operatorname{sgn}(\Omega) \end{cases} \quad (5)$$

La transformation $d - q$ est fréquemment utilisé pour les PMSMs (et les moteurs synchrones en général), car les tensions et les courants à vitesse constante sont constants (contrairement aux hautes fréquences des variables de phases). De plus, le modèle met en évidence le rôle du courant de quadrature i_q dans la détermination du couple. Cependant, la transformation $d - q$ est basée sur la position θ , qui n'est pas directement utilisable dans les applications sans capteur.

2.3 Modèle dans le repère tournant de référence ($f - g$)

Pour surmonter les problèmes causés par l'utilisation de la position dans le repère $d - q$, un repère de référence différent, qui utilise une position de référence au lieu de la position réelle, est utilisé. La transformation est donnée par une matrice de la forme

$$[i_f, i_g]^T = M_r [i_a, i_b]^T \quad (6)$$

$$[v_f, v_g]^T = M_r [v_a, v_b]^T \quad (7)$$

où

$$M_r = \begin{bmatrix} \cos(N\theta_r) & \sin(N\theta_r) \\ -\sin(N\theta_r) & \cos(N\theta_r) \end{bmatrix} \quad (8)$$

et θ_r est une position de référence arbitraire. Le modèle du PMSM dans les variables transformées est

$$\begin{cases} L \frac{di_f}{dt} = v_f - Ri_f - K\Omega \sin(N(\theta_r - \theta)) + LN\Omega_r i_g \\ L \frac{di_g}{dt} = v_g - Ri_g - K\Omega \cos(N(\theta_r - \theta)) - LN\Omega_r i_f \\ J \frac{d\Omega}{dt} = K(i_f \sin(N(\theta_r - \theta)) + i_g \cos(N(\theta_r - \theta))) - f_v \Omega - C_r \operatorname{sgn}(\Omega) \end{cases} \quad (9)$$

où $\Omega_r = d\theta_r/dt$. Le repère $f - g$ est potentiellement utile pour deux raisons. Premièrement, θ_r peut être considérée comme étant la position que le moteur est sensé suivre. Par exemple, une stratégie de commande en boucle ouverte consisterait à fixer $v_f = V_0$, $v_g = 0$. Deuxièmement, θ_r peut être définie comme une estimation de θ . Alors, le modèle $f - g$ se rapproche du modèle $d - q$, avec l'avantage qu'il est valide et calculable même si la position θ_r n'est pas exactement égale à θ . On va considérer le problème d'identification sans capteur dans le repère $f - g$, où θ_r est une position de référence. Afin d'avoir une comparaison, on présente tout d'abord l'identification dans le repère $d - q$ en utilisant un capteur de position.

3. IDENTIFICATION DE PARAMÈTRES EN UTILISANT UN CAPTEUR DE POSITION

Si la position est mesurable, le repère $d - q$ est performant pour réaliser l'identification. La plupart des variables peuvent être estimées en régime permanent à vitesse constante, de telle sorte que l'on peut faire la moyenne des variables $d - q$ sur un ensemble de données. De plus une bonne robustesse aux bruits de mesure et aux effets non modélisés peut être obtenue. Ces effets incluent le couple de détente, le biais sur les tensions, le biais sur les mesures de courants, et les distorsions des amplificateurs. La méthode des moindres carrés est le cœur de

la procédure d'identification (Blanch et al. [1993]). On considère l'équation

$$y[n] = W^T[n]P_{nom} \quad (10)$$

où y est le vecteur de sortie, W est la matrice de régression, et P_{nom} le vecteur de paramètres nominaux (inconnus). Compte tenu des mesures de y et W , l'objectif est de déterminer P , une estimation du vecteur des paramètres nominaux P_{nom} . L'équation d'erreur est obtenue par la soustraction de la sortie mesurée à la sortie estimée. Par définition, l'erreur résiduelle R_e est égale à la somme des normes au carré de l'erreur sur un intervalle $[N_0, N_1]$. Les moindres carrés minimisent la norme de l'erreur.

3.1 Estimation des paramètres en utilisant les mesures en régime permanent

En régime permanent, le modèle dans le repère $d-q$ donne

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d & -N\Omega i_q & 0 \\ i_q & N\Omega i_d & \Omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R & L & K \end{bmatrix}^T \quad (11)$$

qui est linéaire en fonction des paramètres, tel que l'algorithme des moindres carrés peut être utilisé avec

$$y[n] = \begin{bmatrix} v_d[n] & v_q[n] \end{bmatrix}^T \quad (12)$$

$$W^T[n] = \begin{bmatrix} i_d[n] & -N\Omega[n]i_q[n] & 0 \\ i_q[n] & N\Omega[n]i_d[n] & \Omega[n] \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$P_{nom} = \begin{bmatrix} R & L & K \end{bmatrix}^T \quad (14)$$

Pour identifier R , L et K , les expérimentations sont réalisées avec différentes tensions v_d et v_q , qui sont transformées en variables de phase avec (3) et appliquées au moteur. Les courants i_d et i_q sont obtenus avec (2). Dès que la vitesse est (à peu près) constante, les moyennes des courants et des vitesses sont calculées sur un court interval de temps, donnant un point de données pour l'algorithme des moindres carrés. Des valeurs variables de v_d et v_q sont appliquées au moteur pour obtenir des vitesses couvrantes toute la gamme de vitesses possibles. Plusieurs ensembles de données sont alors obtenus pour l'algorithme. L'estimation de K obtenue dans la première étape est utilisée dans les équations mécaniques pour identifier deux paramètres de plus, en utilisant

$$\begin{bmatrix} \hat{K}i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Omega & \text{sgn}(\Omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_v & C_r \end{bmatrix}^T \quad (15)$$

L'équation (15) est linéaire par rapport aux paramètres, tel que l'algorithme des moindres carrés peut être utilisé pour estimer f_v et C_r . Les résultats d'identification utilisant cette procédure en deux étapes sont présentés dans la Table 1. La Fig. 2 montre le vecteur de sortie de (11) en fonction de Ω , ainsi que l'ajustement par les moindres carrés (c'est à dire $W^T[n]P$, où P est l'estimation des paramètres). Les composantes du vecteur de sortie sont les tensions v_d and v_q , dont l'apparence déchiquetée est due au fait que plusieurs valeurs de tensions donnent la

Paramètres	Repère $d-q$	Repère $f-g$
$R(\Omega)$	2.86	2.86
$L(mH)$	10.2	10.4
$K(Nm.A^{-1})$	0.26	0.27
$f_v(Nms/rad)$	$2.37 \cdot 10^{-4}$	$2.69 \cdot 10^{-4}$
C_r	0.0752	0.0742
$J(kg.m^2)$	$3.18 \cdot 10^{-4}$	$3.13 \cdot 10^{-4}$

TABLE 1. Résultats de l'estimation des paramètres

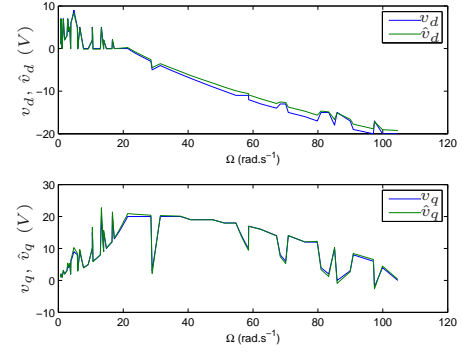


FIGURE 2. Représentation de l'identification des paramètres électriques dans le repère $d-q$

même vitesse. Ces multiples valeurs ont volontairement été appliquées pour augmenter la richesse des données. Les résultats de la courbe obtenue avec les moindres carrés par rapport aux données se trouve être très bons. Les résultats de l'ajustement des équations mécaniques (15) sont tracés Fig. 3. Dans ce cas, la variable de sortie est le couple. La figure montre que l'ajustement est bon, malgré quelques effets non modélisés. Ces effets sont en cours d'études.

3.2 Estimation de l'inertie en régime transitoire

L'inertie n'affecte pas les dynamiques en régime permanent. C'est le seul paramètre qui nécessite la mesure d'une réponse transitoire. En utilisant l'estimation de \hat{K} , \hat{f}_v , et \hat{C}_r obtenue en régime permanent, l'équation mécanique dans le repère $d-q$ donne

$$\begin{bmatrix} \hat{K}i_q - \hat{f}_v\Omega - \hat{C}_r \text{sgn}(\Omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{\Omega} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} J \end{bmatrix} \quad (16)$$

qui est linéaire en fonction du paramètre J à estimer. Un grand échelon de tension est appliqué pour produire une grande accélération $d\Omega/dt$, qui est nécessaire pour obtenir une estimation fiable en présence de perturbations dans l'équation mécanique.

L'accélération angulaire peut alors être reconstruite à partir de la vitesse en utilisant l'équation aux différences (la différence de vitesse sur une période d'échantillonnage). Le signal résultant est filtré à l'aide d'un filtre passe bas pour réduire le bruit (expérimentalement, un filtre Butterworth du troisième ordre est utilisé avec une fréquence de coupure à 500Hz). La fonction `filtfilt` de Matlab est utilisée pour ne pas introduire de retards. Notons que en générale, la vitesse doit être reconstruite à partir de la position en utilisant une méthode similaire. Cependant, le banc d'essai utilisé pour les expériences présentées dans cet article procède un tachymètre en plus d'un encodeur, donc il est donc pas nécessaire de procéder ainsi.

Quand les changements d'échelons de tensions sont appliqués, la vitesse varie rapidement, créant un profil

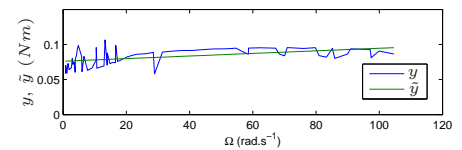


FIGURE 3. Représentation de l'identification des paramètres mécaniques dans le repère $d-q$

d'accélération tel que celui montré Fig. 4. Sur la réponse on observe des pics, qui sont bien atteints par l'ajustement des moindres carrés. Les résultats d'identification sont reportés dans la Table 1. Cette identification donne une référence afin de comparer l'identification sans capteur présentée dans la section suivante.

4. IDENTIFICATION DES PARAMÈTRES SANS CAPTEUR

En comparaison avec le modèle $a - b$, le modèle $d - q$ est avantageux. Il est possible de faire la moyenne des données sur un intervalle à vitesse constante. Cependant, son inconvénient est qu'il ne peut pas être utilisé sans capteur de position. Pour développer un algorithme d'identification sans capteur de position, le repère $f - g$ est préférable.

Les expérimentations d'identification peuvent être réalisées dans le repère $f - g$ de la même manière que dans le repère $d - q$, plus précisément avec des tensions constantes à vitesse constante. Cependant, en opposition avec le repère $d - q$, le PMSM ne peut pas fonctionner pour toutes les plages de vitesse avec le repère $f - g$. Il existe des plages de vitesse où le moteur perd son synchronisme à cause des fréquences de résonance. L'accélération est aussi limitée. Quand le PMSM est commandé dans le repère $f - g$, on peut supposer que $\Omega_r \simeq \Omega$ tant que le moteur maintient son synchronisme. Cette condition peut être vérifiée sans capteur, parce qu'une perte de synchronisme se traduit par l'arrêt du moteur et/ou des variations considérables. De plus, même si Ω oscille autour de Ω_r à cause de perturbations du couple, la moyenne des données sur un intervalle de temps annule les effets de ces oscillations, ce qui fait que l'on peut supposer que $\Omega_r = \Omega$.

Dans le repère de rotation de référence, afin de maximiser les courants et les tensions tout en respectant leurs limites, les expérimentations ont été réalisées en utilisant la commande proportionnelle

$$v_f = \max(k(I_{\max} - I), V_{\max}), v_g = 0 \quad (17)$$

où $I = i_a^2 + i_b^2$ est le courant de crête, I_{\max} la limite en courant, V_{\max} la limite en tension, et k est un gain ajustable. La loi de commande a été appliquée avec de multiples valeurs de Ω_r , augmentant lentement à partir de $\Omega_r = 0$. La Fig. 5 présente les vitesses moyennes et les vitesses de références pour les expérimentations présentées dans ce travail. La figure montre qu'en utilisant la commande (17), les vitesses moyennes suivent les vitesses de références. Entre 14 et 28 rad/s la vitesse ne se stabilise pas à cause de la résonance (d'où l'écart sur la figure). Malgré cela, des vitesses bien au-delà de la région de résonance

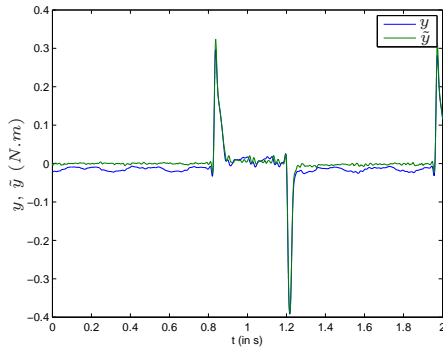


FIGURE 4. Estimation de l'inertie dans le repère $d - q$

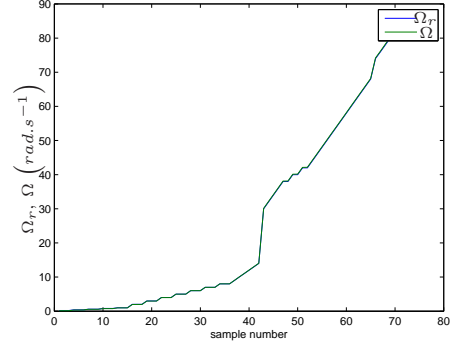


FIGURE 5. Expérimentation de suivi de vitesse

peuvent être atteintes.

4.1 Estimation des paramètres en utilisant les mesures en régime permanent

Comme pour l'identification en $d - q$, presque tous les paramètres peuvent être estimés avec des expérimentations en régime permanent dans le repère $f - g$, laissant l'identification de l'inertie à une expérience en régime transitoire particulière. En régime permanent, les variables dans le repère $f - g$ sont liées par

$$K\Omega \sin(N(\theta_r - \theta)) = v_f - Ri_f + L N \Omega_r i_g \quad (18)$$

$$K\Omega \cos(N(\theta_r - \theta)) = v_g - Ri_g - L N \Omega_r i_f \quad (19)$$

$$0 = K(i_f \sin(N(\theta_r - \theta)) + i_g \cos(N(\theta_r - \theta))) - f_v \Omega - C_r \text{sign}(\Omega) \quad (20)$$

Bien que les paramétrisations linéaires soient apparentes comme dans le repère $d - q$, elles ne peuvent pas être utilisées car la position du rotor est inconnue. Une procédure différente doit être utilisée. En combinant (18), (19) et (20), on obtient

$$v_f i_f + v_g i_g = R(i_f^2 + i_g^2) + f_v \Omega^2 + C_r |\Omega| \quad (21)$$

L'équation est linéaire en fonction des paramètres avec

$$y[n] = v_f[n] i_f[n] + v_g[n] i_g[n] \quad (22)$$

$$W^T[n] = [i_f[n]^2 + i_g[n]^2 \quad \Omega[n]^2 \quad |\Omega[n|]] \quad (23)$$

$$P_{nom} = [R \quad f_v \quad C_r]^T \quad (24)$$

donc l'algorithme des moindres carrés est applicable. Les résultats d'identification utilisant l'équation (21) sont reportés Table 1. Les paramètres estimés sont proches des résultats dans le repère $d - q$. Fig. 6 montre la variable de sortie qui est la puissance absorbée par le moteur. L'ajustement des moindres carrés est excellent. Pour l'identification de L et K , on considère $(18)^2 + (19)^2$, ce qui donne

$$K^2 \Omega^2 = v_f^2 + v_g^2 + R^2(i_f^2 + i_g^2) - R(2v_f i_f + 2v_g i_g) + L^2(N^2 \Omega_r^2(i_f^2 + i_g^2)) + L(2N \Omega_r(v_f i_g - v_g i_f)) \quad (25)$$

La relation (25) peut être écrite sous la forme d'une équation linéaire en utilisant \hat{R} , l'estimée de R obtenue dans la première étape (une autre option serait de mesurer la résistance avec une tension continue), en écrivant

$$y[n] = W^T[n] P_{nom} \quad (26)$$

avec

$$y[n] = v_f[n]^2 + v_g[n]^2 - 2\hat{R}(v_f[n]i_f[n] + v_g[n]i_g[n]) + \hat{R}^2(i_f[n]^2 + i_g[n]^2) \quad (27)$$

$$W[n] = \begin{bmatrix} -2N\Omega_r(v_f[n]i_g[n] - v_g[n]i_f[n]) \\ -N^2\Omega_r[n]^2(i_f[n]^2 + i_g[n]^2) \\ \Omega[n]^2 \end{bmatrix} \quad (28)$$

$$P_{nom} = [L \ L^2 \ K^2]^T = [p_{nom,1} \ p_{nom,2} \ p_{nom,3}]^T \quad (29)$$

Le système (26) est linéaire en fonction des paramètres, mais il est sur-paramétrisé puisque

$$p_{nom,2} = p_{nom,1}^2 \quad (30)$$

La sur-paramétrisation peut être éliminée en utilisant les techniques décrites dans Chiasson et Oteafy [2011], où le problème est reformulé sous la forme d'un problème de minimisation par les moindres carrés. Les résultats de l'identification de L et K sont données dans la Table 1. Les paramètres estimés sont proches de ceux obtenus dans le repère $d-q$. De plus, la Fig. 7 montre la variable de sortie de (26) en fonction de Ω . L'ajustement des moindres carrés est très bon.

4.2 Estimation de l'inertie en régime transitoire

Sans capteur de position, le couple produit par le moteur ne peut pas être directement calculé à partir des courants. Afin de contourner ce problème, la technique discutée dans cette partie est basée sur le calcul de la puissance plutôt que le couple. En particulier, la puissance électrique convertie en puissance mécanique est

$$P_{em} \triangleq v_a i_a + v_b i_b - R i_a^2 - R i_b^2 - \frac{L}{2} \frac{d}{dt} (i_a^2 + i_b^2) \quad (31)$$

$$= K\Omega (-i_a \sin(N\theta) + i_b \cos(N\theta)) \quad (32)$$

En utilisant l'équation mécanique du modèle on a aussi

$$P_{em} = P_{kin} + P_f \quad (33)$$

où P_{kin} est la puissance cinétique, c'est à dire la variation de l'énergie cinétique

$$P_{kin} \triangleq J\Omega\dot{\Omega} \quad (34)$$

tandis que P_f est la puissance perdue par friction

$$P_f = f_v \Omega^2 + C_r |\Omega| \quad (35)$$

L'inertie est alors calculée en utilisant un algorithme de moindres carrés ou, simplement

$$\hat{J} = (P_{em} - P_f)/(\Omega\dot{\Omega}). \quad (36)$$

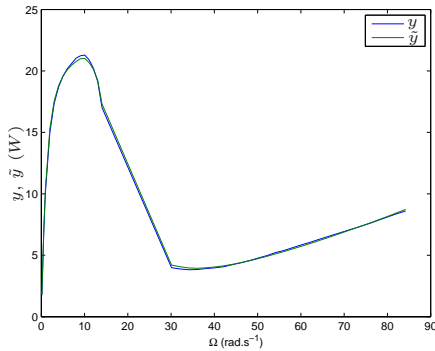


FIGURE 6. Représentation de l'identification des paramètres de R , f_v et C_r dans le repère $f-g$

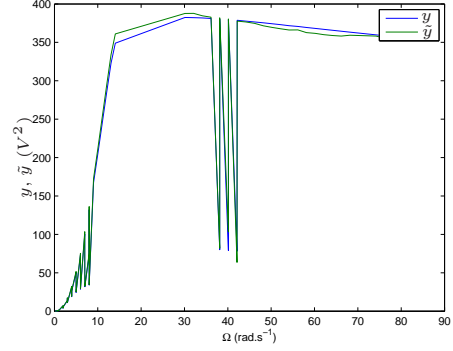


FIGURE 7. Représentation de l'identification des paramètres électriques dans le repère $f-g$

Afin de réduire l'effet du bruit et des dynamiques non modélisées, l'expérience sur l'inertie est effectuée comme suit. Avec v_f et v_g constantes, le moteur fonctionne à une certaine vitesse de référence arbitraire $\Omega_r = \Omega_1$, et les données sont enregistrées sur un intervalle $[t_0, t_1]$. La moyenne de P_{em} entre $[t_0, t_1]$ donne la puissance de friction $P_{f,1}$ (puisque $d\Omega/dt = 0$). Alors, la vitesse de référence est rapidement augmentée en utilisant

$$\Omega_r(t) = \sqrt{\Omega_1^2 + 2c(t - t_1)} \quad (37)$$

Ce profil de référence est tel que

$$\Omega_r \dot{\Omega}_r dt = c \quad (38)$$

et c est expérimentalement fixé le plus large possible pour maximiser les informations contenues dans les données. L'accélération continue jusqu'à un certain temps t_2 où une vitesse de référence arbitraire Ω_2 est atteinte. Alors, un troisième lot de données est collecté à vitesse constante Ω_2 sur un intervalle $[t_2, t_3]$, et la puissance de friction $P_{f,2}$ est la moyenne de P_{em} sur $[t_2, t_3]$.

La vitesse et sa référence pour une telle expérimentation sont présentées Fig. 8. Il se trouve que le suivi est approximatif, mais la collecte des données sur une période de temps permet l'hypothèse que $\Omega_r \cong \Omega$. L'estimation de l'inertie est alors calculée avec

$$\hat{J} = \text{AVG} [(P_{em} - \hat{P}_f)/c] \quad (39)$$

où la moyenne est prise sur $[t_1, t_2]$ et \hat{P}_f est une estimation de la friction. \hat{P}_f peut être obtenue à l'aide de l'estimation du coefficient de friction obtenu dans la partie précédente. Autrement, les expériences discutées ici utilisent la formule d'interpolation

$$\hat{P}_f = P_{f,1} + (P_{f,2} - P_{f,1})(t - t_1)/(t_2 - t_1). \quad (40)$$

De plus, la contribution du terme inductif dans P_{em} est négligée dans les calculs. La valeur instantanée de l'estimation de l'inertie et sa valeur moyenne pour l'expérience de la Fig. 8 sont tracées sur la Fig. 9. Sur la figure, on peut voir les fluctuations de l'estimation causées par les oscillations du moteur autour de la vitesse de référence. Des composantes à plus hautes fréquences sont aussi visibles. Cependant, la moyenne sur un intervalle de temps donne une estimation convenable de l'inertie. L'estimation de l'inertie a été affinée en répétant l'expérience avec des vitesses Ω_1 et Ω_2 différentes, et avec différentes valeurs de c . La valeur estimée résultante est reportée dans la Table 1, et correspond étroitement à la valeur estimée avec un capteur position.

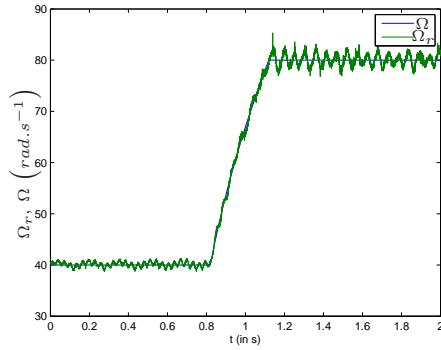


FIGURE 8. Expérience d'identification de l'inertie

5. CONCLUSIONS

Il existe un intérêt considérable à développer des stratégies de commande sans capteur pour les moteurs synchrones, et les moteurs pas-à-pas à aimant permanent en particulier. L'objectif est de remplacer les capteurs de position et de vitesse par des capteurs de courants plus fiables et moins coûteux (qui sont de toute façon souvent présents). Les méthodes sans capteur nécessitent une bonne connaissance du modèle et de ses paramètres, ce qui soulève la question de l'identification de ces paramètres sans capteur de position.

Dans cet article, une nouvelle approche a été proposée pour l'estimation des paramètres d'un PMSM basée sur les capteurs de courants seulement. Les données sont relevées sur le moteur opérant en boucle ouverte, ce qui est toujours possible avec les PMSMs, même si certaines plages de vitesses peuvent être interdites et les accélérations limitées. Bien que le suivi de vitesse en boucle ouverte ne soit pas satisfaisant dans la perspective d'une commande, l'article montre que les informations recueillies sont suffisantes pour déterminer tous les paramètres du modèle. Les résultats sont très proches de ceux obtenus avec capteurs.

Un repère de référence particulier a été introduit, basé sur la position de référence. Il présente l'avantage de produire des tensions et des courants constants à vitesse constante, mais contrairement au repère $d-q$, sans la nécessité de capteurs mécaniques. Le repère de référence pourra également être utile pour la commande sans capteur aussi. Une possibilité intéressante est d'avoir θ_r comme estimation de la

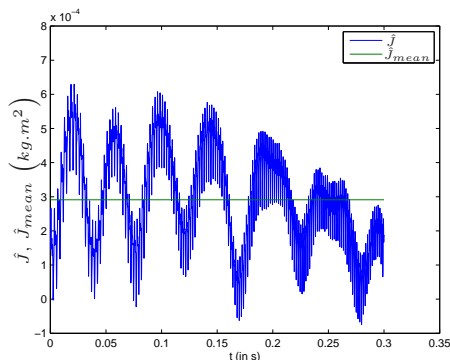


FIGURE 9. Résultat de l'estimation de l'inertie

position θ , en utilisant un observateur développé sur le modèle $f - g$.

RÉFÉRENCES

- A. J. Blauch, M. Bodson, and J. Chiasson. High-speed parameter estimation of stepper motors. *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, 1(4) :270–279, dec 1993. ISSN 1063-6536. doi : 10.1109/87.260272.
- S. Bolognani, M. Zigliotto, and K. Unterkofer. On-line parameter commissioning in sensorless pmsm drives. In *Industrial Electronics, 1997. ISIE '97., Proceedings of the IEEE International Symposium on*, volume 2, pages 480–484 vol.2, jul 1997. doi : 10.1109/ISIE.1997.648995.
- J. Chiasson and A. Oteafy. Elimination theory for nonlinear parameter estimation. In Jean Levine and Philippe Mullhaupt, editors, *Advances in the Theory of Control, Signals and Systems with Physical Modeling*, volume 407 of *Lecture Notes in Control and Information Sciences*, pages 65–75. Springer Berlin / Heidelberg, 2011.
- C. Fiter, T. Floquet, and J. Rudolph. Sensorless Control of a Stepper Motor Based on Higher Order Sliding Modes. In *8th IFAC Symposium on Nonlinear Control Systems (NOLCOS 2010)*, pages –, Bologna, Italy, 2010.
- S. Ichikawa, M. Tomita, S. Doki, and S. Okuma. Sensorless control for all types of synchronous motors using an on-line parameter identification. In *Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004. 30th Annual Conference of IEEE*, volume 1, pages 975–980 Vol. 1, nov. 2004. doi : 10.1109/IECON.2004.1433448.
- J. P. Johnson, M. Ehsani, and Y. Guzelgunler. Review of sensorless methods for brushless dc. In *Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE*, volume 1, pages 143–150 vol.1, 1999. doi : 10.1109/IAS.1999.799944.
- K. W. Lee, D. H. Jung, and I. J. Ha. An online identification method for both stator resistance and back-emf coefficient of pmsms without rotational transducers. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 51(2) :507–510, april 2004. ISSN 0278-0046. doi : 10.1109/TIE.2004.825280.
- H. P. Nee, L. Lefevre, P. Thelin, and J. Soulard. Determination of d and q reactances of permanent-magnet synchronous motors without measurements of the rotor position. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 36(5) :1330–1335, sep/oct 2000. ISSN 0093-9994. doi : 10.1109/28.871281.
- M. Schroedl. Sensorless control of permanent-magnet synchronous machines : An overview. In *Proc. EPE-PEMC, 2004*.
- M. Yoshimi, M. Hasegawa, and K. Matsui. Parameter identification for ipmsm position sensorless control based on unknown input observer. In *Industrial Electronics Applications (ISIEA), 2010 IEEE Symposium on*, pages 383–388, oct. 2010. doi : 10.1109/ISIEA.2010.5679435.
- Z. Zheng, Y. Li, and M. Fadel. Sensorless control of pmsm based on extended kalman filter. In *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on*, pages 1–8, sept. 2007. doi : 10.1109/EPE.2007.4417275.